

THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re the Application of : **Hiroyasu MURATA**

Filed : **Concurrently herewith**

For : **COEFFICIENT UPDATE METHOD AND
RECEIVE METHOD OF TIME DOMAIN
EQUALIZER OF DMT SYSTEM, DMT SYSTEM
AND DMT MODEM**

Serial No. : **Concurrently herewith**

December 20, 2000

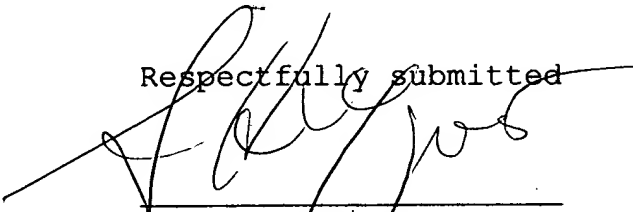
Assistant Commissioner of Patents
Washington, D.C. 20231

SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

S I R:

Attached herewith are Japanese patent application No.
2000-131591 of April 28, 2000 whose priority has been claimed in
the present application.

Respectfully submitted


Samson Helfgott
Reg. No. 23,072

HELFGOTT & KARAS, P.C.
60th FLOOR
EMPIRE STATE BUILDING
NEW YORK, NY 10118
DOCKET NO.: FUJH18.100
LHH:priority

Filed Via Express Mail
Rec. No.: EL522397715US
On: December 20, 2000
By: Lydia Gonzalez

Any fee due as a result of this paper,
not covered by an enclosed check may be
charged on Deposit Acct. No. 08-1634.



日 本 国 特 許 庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

JCB46 U.S. PTO
09/745044
12/20/00

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2000年 4月28日

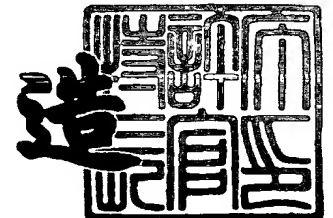
出 願 番 号
Application Number: 特願2000-131591

出 願 人
Applicant(s): 富士通株式会社

2000年 9月29日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2000-3080271

【書類名】 特許願

【整理番号】 0050745

【提出日】 平成12年 4月28日

【あて先】 特許庁長官 近藤 隆彦 殿

【国際特許分類】 H04B 1/38
H04L 5/16

【発明の名称】 DMTシステムのタイムドメインイコライザーの係数更新方法、レシーブ方法、DMTシステム及びDMTモデム

【請求項の数】 12

【発明者】
【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

【氏名】 村田 博康

【特許出願人】
【識別番号】 000005223
【氏名又は名称】 富士通株式会社

【代理人】
【識別番号】 100094525
【弁理士】
【氏名又は名称】 土井 健二

【代理人】
【識別番号】 100094514
【弁理士】
【氏名又は名称】 林 恒▲徳▼

【手数料の表示】
【予納台帳番号】 041380
【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9704944

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 DMTシステムのタイムドメインイコライザーの係数更新方法、レシーブ方法、DMTシステム及びDMTモデム

【特許請求の範囲】

【請求項1】 マルチキャリア変調を使用するDMTシステムのタイムドメインイコライザーの係数更新方法において、

トレーニング期間に、前記タイムドメインイコライザの出力から、チャネルと前記タイムドメインイコライザの応答特性を算出し、前記タイムドメインイコライザの係数を更新するステップと、

データ期間の同期信号により、前記タイムドメインイコライザの出力から、チャネルと前記タイムドメインイコライザの特性パラメータを算出し、前記タイムドメインイコライザの係数を更新するステップとを有することを

特徴とするタイムドメインイコライザーの係数更新方法。

【請求項2】 請求項1のタイムドメインイコライザーの係数更新方法において、

前記係数更新ステップは、LMSにより前記応答特性のエラーが最小となる前記タイムドメインイコライザーの係数を算出するステップを有することを

特徴とするタイムドメインイコライザの係数更新方法。

【請求項3】 マルチキャリア変調を使用するDMTシステムのタイムドメインイコライザーの係数更新方法において、

前記タイムドメインイコライザの後段のFFTの出力から、チャネルと前記タイムドメインイコライザの応答特性を算出するステップと、

LMSにより前記応答特性のエラーが最小となる前記タイムドメインイコライザの係数を算出するステップとを有することを

特徴とするタイムドメインイコライザの係数更新方法。

【請求項4】 請求項3のタイムドメインイコライザの係数更新方法において、

前記係数を算出するステップは、

LMSにより前記応答特性のエラーが最小となる畳み込み係数を算出するステ

ップと、

前記畳み込み係数により、前記タイムドメインイコライザの係数を更新するステップとを有することを

特徴とするタイムドメインイコライザの係数更新方法。

【請求項 5】 マルチキャリア変調を使用する DMT システムのレシーブ方法において、

受信信号の時間領域での等価を行うタイムドメインイコライザーステップと、前記タイムドメインイコライザの出力を F F T 処理するステップと、前記 F F T 処理された出力をフリークエンシードメインイコライザ処理するステップと、

前記フリークエンシードメインイコライザの出力をデコードするステップと、トレーニング期間とデータ期間の同期パターンに応じて、前記タイムドメインイコライザの出力から、チャネルと前記タイムドメインイコライザの応答特性を算出し、前記タイムドメインイコライザの係数を更新するステップとを有することを

特徴とするレシーブ方法。

【請求項 6】 請求項 5 のレシーブ方法において、

前記係数更新ステップは、L M S により前記応答特性のエラーが最小となる前記タイムドメインイコライザの係数を算出するステップを有することを

特徴とするレシーブ方法。

【請求項 7】 マルチキャリア変調を使用する DMT システムのレシーブ方法において、

受信信号の時間領域での等価を行うタイムドメインイコライザーステップと、前記タイムドメインイコライザの出力を F F T 処理するステップと、前記 F F T 処理された出力をフリークエンシードメインイコライザ処理するステップと、

前記フリークエンシードメインイコライザの出力をデコードするステップと、前記 F F T の出力から、チャネルと前記タイムドメインイコライザの応答特性を算出し、前記タイムドメインイコライザの係数を更新するステップとを有する

ことを

特徴とするレシーブ方法。

【請求項 8】 請求項 7 のレシーブ方法において、

前記係数更新ステップは、

LMS により前記応答特性のエラーが最小となる前記タイムドメインイコライザの係数を算出するステップを有することを

特徴とするレシーブ方法。

【請求項 9】 マルチキャリア変調を使用する DMT システムにおいて、
チャンネルと、

トレーニング期間にトレーニングパターンを、データ期間に同期パターンをマルチキャリア変調して、チャンネルに出力するトランスミッタと、

前記チャンネルからの受信信号のマルチキャリア復調を行うレシーバとを有し、
前記レシーバは、

タイムドメインイコライザにより、前記受信信号の時間領域での等価を行った後、前記タイムドメインイコライザの出力を FFT 処理し、それから前記 FFT 処理された出力をフリークエンシードメインイコライザで周波数領域の等価を行うとともに、

トレーニングパターンと同期パターンに応じて、前記タイムドメインイコライザの出力から、チャンネルと前記タイムドメインイコライザの応答特性を算出し、
前記タイムドメインイコライザの係数を更新することを

特徴とする DMT システム。

【請求項 10】 マルチキャリア変調を使用する DMT システムにおいて、
チャンネルと、

トレーニングパターンをマルチキャリア変調して、チャンネルに出力するトランスミッタと、

前記チャンネルからの受信信号のマルチキャリア復調を行うレシーバとを有し、
前記レシーバは、

タイムドメインイコライザにより、前記受信信号の時間領域での等価を行った後、前記タイムドメインイコライザの出力を FFT 処理し、それから前記 F

F T 処理された出力をフリークエンシードメインイコライザーで周波数領域の等価を行うとともに、

前記 F F T の出力から前記チャンネルと前記タイムドメインイコライザーの応答特性を算出し、前記タイムドメインイコライザの係数を更新することを特徴とする DMT システム。

【請求項 1 1】 マルチキャリア変調を使用する DMT モデムにおいて、
トレーニング期間にトレーニングパターンを、データ期間に同期パターンをマルチキャリア変調して、チャンネルに出力するトランスミッタと、
前記チャンネルからの受信信号のマルチキャリア復調を行うレシーバとを有し、
前記レシーバは、

タイムドメインイコライザーにより、前記受信信号の時間領域での等価を行った後、前記タイムドメインイコライザーの出力を F F T 処理し、それから前記 F F T 処理された出力をフリークエンシードメインイコライザーで周波数領域の等価を行うとともに、

トレーニングパターンと同期パターンに応じて、前記タイムドメインイコライザの出力から、チャンネルと前記タイムドメインイコライザの応答特性を算出し、
前記タイムドメインイコライザの係数を更新することを

特徴とする DMT モデム。

【請求項 1 2】 マルチキャリア変調を使用する DMT モデムにおいて、
トレーニングパターンをマルチキャリア変調して、チャンネルに出力するトランスミッタと、

前記チャンネルからの受信信号のマルチキャリア復調を行うレシーバとを有し、
前記レシーバは、

タイムドメインイコライザーにより、前記受信信号の時間領域での等価を行った後、前記タイムドメインイコライザーの出力を F F T 処理し、それから前記 F F T 処理された出力をフリークエンシードメインイコライザーで周波数領域の等価を行うとともに、

前記 F F T の出力から前記チャンネルと前記タイムドメインイコライザの応答特性を算出し、前記タイムドメインイコライザの係数を更新することを

特徴とするDMTモデム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、マルチキャリア変調技術を用いたDMT(Discrete Multitone Modulation)システムに関し、特に、DMTモデムのタイムドメインイコライザーの係数を更新する更新方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

QAM(Quadrature Amplitude Modulation)のような単一キャリアデジタル伝送システムでは、シンボルレートとキャリア周波数により、伝送帯域が決定される。デジタル加入者回線(特に金属ケーブル)のような伝送回線は、各回線の最適な伝送帯域(伝送周波数)が異なる。このため、単一キャリア周波数のシステムでは、各伝送回線でエラーレートの少ない高速伝送が困難である。

【0003】

これを解決するため、複数の周波数のキャリアを用いるマルチキャリア変調システムが提案されている。マルチキャリアシステムでは、回線の歪の大きい周波数のキャリアでの転送レートを落し、又は使用せずに、他のキャリアを用いて高速データ伝送できる。その代表的なシステムが、DMT(Discrete Multitone Modulation)システムであり、図11乃至図14により説明する。

【0004】

図11に示すように、DMTシステムは、マルチキャリアトランスミッタ100と、レシーバ1000とが、回線等のチャネル2000を介して接続される。トランスミッタ100では、 Mf_s bit/sのレートのシリアル入力データが、エンコーダ110で、シンボルレート f_s のMビットのブロックにグループ化される。変調器120は、各シンボルのMビットは、N個の分離されたキャリアで変調される。

【0005】

図12に示すように、N個のキャリア(サブチャネル)0~N-1は、周波数

帯域 T/N に沿って、 Δf の間隔で配置されている。この変調器 1 2 0 として、IFFT (Inverse Fast Fourier Transfer) が利用され、M ビットの各ブロックに対し、N サンプル (好ましくは、2 の陪乗) の伝送信号を生成する。

【 0 0 0 6 】

図 1 1 に戻り、サイクリックプレフィックス 1 5 0 は、各シンボル間の位相の不連続性によるチャネル 2 0 0 0 のトランジェントを、レシーバ 1 0 0 0 で除去するため、信号のシンボル長を N から $N + L$ に増加する。図 1 3 に示すように、オリジナルデータブロック N の前に、L のサイクリックプレフィックスを付加する。例えば、データブロック N の後半のデータ x_{2N-V} から x_{2N-1} をサイクリックプリフィックスとして付加する。

【 0 0 0 7 】

このデジタルサンプルは、デジタルーアナログ変換器 (DAC)、ローパスフィルタ及び d. c 分離変換器 1 3 0 により、アナログ信号に変換され、チャネル 2 0 0 0 に送り出される。

【 0 0 0 8 】

次に、レシーバ 1 0 0 0 では、d. c 分離変換器、ローパスフィルタ及びアナログーデジタル変換器 (ADC) 1 1 0 0 がアナログ受信信号をデジタル受信信号に変換する。プリイコライザ 1 0 1 0 は、受信信号の等化を時間軸で行う。このため、タイムドメインイコライザ (TEQ) と称されている。

【 0 0 0 9 】

デイスカードプリフィックス 1 0 5 0 は、図 1 4 に示すように、付加されたサイクリックプレフィックス L を捨て去り、FFT 1 0 2 0 の入力からシンボル間のトラジエント領域を除去する。FFT (Fast Fourier Transfer) 1 0 2 0 は、デジタル受信信号を周波数領域の信号に復調する。FEQ (Frequency-domain equalizer) 1 0 3 0 は、各サブチャネルの強度及び遅れを補償する。デコーダ 1 0 4 0 は、各シンボルのデータをデコードし、シリアルデータを出力する。このような DMT システムの詳細は、例えば、USP 5, 4 7 9, 4 4 7 等により紹介されている。

【 0 0 1 0 】

このようなDMTシステムにおいて、TEQ1010の等価パラメータを、チャネルの特性に合わせて最適化する係数更新、所謂トレーニングが必要である。従来のトレーニングプロセスを、図15乃至図17により説明する。

【0011】

図15に示すように、PRBS発生器140から固定長の擬似ランダムビット列(PRBS)を発生する。このPRBSは、エンコーダ110、IFFT120、DAC/LPF/変換器130を通り、チャネル2000に送信される。レシーバ1000では、変換器/LPF/ADC1100により、デジタル受信信号 $y(D)$ に変換される。

【0012】

レシーバ1000のPRBS発生器1200は、送信側のPRBSの写しを発生し、エンコーダ1250は、これをエンコードし、PRBS信号 X' を生成する。アップデータBブロック1300は、 $y(D)$ 、 X' 、 $Ww(D)$ に応答して、新しい、更新された Bu を生成する。ここで、 $Ww(D)$ は、イコライザ1010のウィンドウパラメータであり、 Bu は、ターゲットチャネルの応答特性パラメータである。

【0013】

このウィンドウパラメータについて、図17により説明する。エコーキャンセラーのタップ調整方法として、周波数領域での更新、時間領域への変換、ウィンドウ、周波数領域への逆変換を行うことは知られている。図16に示すように、このウィンドウ技術は、長いウィンドウされない時間領域の応答を、所定のレンジのウィンドウにより、理想的な短い応答に制限するものである。

【0014】

図15に戻り、ウィンドウBブロック1400は、周波数領域の応答パラメータ Bu を時間領域に変換し、固定数の連続する時間領域のサンプルを選択し、残りをゼロとした後、ウィンドウされた周波数領域の応答パラメータ Bw を生成する。

【0015】

アップデータWブロック1500は、 $y(D)$ 、 X' 、 $B(D)$ に応答して、

新しい、更新された W_u を生成する。ウインドウ W ブロック 1600 は、周波数領域のウインドウパラメータ W_u を時間領域に変換し、固定数の連続する時間領域のサンプルを選択し、残りをゼロとした後、ウインドウされた時間領域のウインドウパラメータ $W_w(D)$ を生成する。

【0016】

このようなループをトレーニング期間に繰り返し、エラー ($= B_w \cdot X' - W_w \cdot Y$) を最小にするウインドウパラメータ $W_w(D)$ を得る。このウインドウパラメータ $W_w(D)$ が、TEQ1010 の各タップに設定される。

【0017】

この各ブロック 1300～1600 までの詳細な構成を、図 16 に示す。アップデート B ブロック 1300 では、受信信号 $y(D)$ が $W_w(D)$ で畳み込まれ (フィルタされ)、等価された応答 $Z(D)$ を生成する (1301)。この信号は、FFT1302 を通過し、周波数領域の応答 Z を生成する。デバイダ 1303 は、等価された応答 Z をエンコードされた $PRBSX'$ で割り、アップデートチャンネルターゲット B_u を生成する。

【0018】

次に、ウインドウ B ブロック 1400 では、ターゲット B_u が IFFT1401 を通過し、時間領域のターゲット $b_u(D)$ を生成する。ローカルマキシマムエネルギーブロック 1402 は、ターゲット $b_u(D)$ から連続する L タップの各グループのトータルエネルギーを計算し、最大エネルギーを持つ L タップのグループを見つける。ここで、 L は、ウインドウサイズであり、予め決められた固定値である (図 14 のウインドウ参照)。ウインドウブロック 1403 は、全ての残りのタップ (図 17 のウインドウの外側) をゼロにセットする。正規化ブロック 1404 は、ウインドウファンクションを正規化し、 $b_w(D)$ を出力する。この信号は、FFT1405 を通過し、周波数領域のウインドウ B_w を生成する。

【0019】

次に、アップデート W ブロック 1500 は、周波数領域での LMS 法 (最小自乗法) でイコライザー W を更新する。即ち、受信信号 $y(D)$ を FFT1502

を通過させ、周波数領域の Y を生成し、時間領域のウィンドウ $W_w (D)$ を $FFT 1505$ を通過させ、周波数領域の W_w を生成する。乗算器 1503 は、 Y と W_w を乗算し、 $Y \cdot W_w$ を生成する。同時に、乗算器 1501 は、 $PRBS X'$ とウィンドウ B_w とを乗算し、 $B_w \cdot X'$ を生成する。減算器 1504 を用いて、 $B_w \cdot X'$ から $Y \cdot W_w$ を減算して、エラー信号 E を生成する。LMS ルーチン 1506 は、 E , W , X' を与えられ、下記式で、更新されたイコライザ W_u を計算する。

【0020】

$$W_u = W_w - \alpha E X''$$

但し、 α は、ステップサイズであり、 X'' は、 X' の複素共役である。

【0021】

次に、更新されたイコライザ W_u のウィンドウを行うウィンドウ W ブロック 1600 では、更新されたイコライザ W_u が $IFFT 1600$ を通過し、時間領域のイコライザ $W_u (D)$ を生成する。ローカルマキシマムエネルギーブロック 1601 は、イコライザ $W_u (D)$ から連続する M タップの各グループのトータルエネルギーを計算し、最大エネルギーを持つ M タップのグループを見つける。ここで、 M は、ウィンドウサイズであり、予め決められた固定値である。シフトタップブロック 1602 は、バッファの先頭に、ウィンドウ内の M 連続タップをシフトする。ウィンドウブロック 1603 は、全ての残りのタップ（ウィンドウの外側）をゼロにセットする。

【0022】

これにより、 $TEQ 1010$ のウィンドウ化されたパラメータが得られる。このイコライザのパラメータ最適化方法の詳細は、例えば、USP 5, 285, 474 等 に示されている。

【0023】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、従来の DMT システムの TEQ の係数最適化方法では、第 1 に、トレーニング期間にのみ、 TEQ の係数を最適化していた。しかし、金属ケーブル等の回線は、温度等の環境条件により、その特性が変化する。従って、デー

タ通信時の最適係数は、トレーニングにより得られた係数とは異なり、データ通信時の時間領域での等化特性が低下するという問題がある。

【 0 0 2 4 】

第2に、トレーニング時は、符号間干渉のないトレーニングパターンを使用するため、正確に回線の逆特性に係数を最適化できる。しかし、シングルキャリアシステムのように、データ通信時にもイコライザーの係数を補正する場合には、前述の従来技術では、TEQの入力Yからトレーニングしているため、データ通信時の符号間干渉（ISI）を大量に含む入力Yから係数を求めることになり、TEQの係数を、データ通信時に最適化することは困難であるという問題があった。

【 0 0 2 5 】

第3に、従来のTEQの係数最適化のLMSアルゴリズムでは、処理量の大きいFFTを多数必要とするため、全体の処理量が多く、簡易なプロセッサでの実現が困難であるという問題もある。

【 0 0 2 6 】

本発明の目的は、DMTシステムにおいて、データ通信中にも、回線の特性に合わせたTEQの係数の補正を行うためのDMTシステム、DMTシステムのTEQの係数補正方法、DMTシステムのレシーバ、及びDMTモデムを提供するにある。

【 0 0 2 7 】

本発明の他の目的は、データ通信中に、正確なTEQの係数を補正するためのDMTシステム、DMTシステムのTEQの係数補正方法、DMTシステムのレシーバ、及びDMTモデムを提供するにある。

【 0 0 2 8 】

本発明の更に他の目的は、TEQの係数補正処理量を低減するためのDMTシステム、DMTシステムのTEQの係数補正方法、DMTシステムのレシーバ、及びDMTモデムを提供するにある。

【 0 0 2 9 】

【課題を解決するための手段】

この目的の達成のため、本発明のタイムドメインイコライザーの係数更新方法、レシーブ方法、DMTシステム及びDMTモデムは、トレーニング期間に、前記タイムドメインイコライザの出力から、チャネルと前記タイムドメインイコライザの応答特性を算出し、前記タイムドメインイコライザの係数を更新するステップと、データ期間の同期信号により、前記タイムドメインイコライザの出力から、チャネルと前記タイムドメインイコライザの特性パラメータを算出し、前記タイムドメインイコライザの係数を更新するステップとを有する。

【 0 0 3 0 】

本発明のこの態様では、タイムドメインイコライザ（TEQ）の出力からTEQの係数を更新するため、サイクリックプリフィックスを付加されたシンクシンボルのトランジェントを除去できるので、シンクシンボルを用いても、正確にTEQの係数を更新することができる。これにより、データ通信中も、シンクシンボルにより、TEQの係数が更新されるため、金属ケーブルのような温度変化により特性が変化するチャネルでも、特性変化に応じたTEQ 3 2の係数に更新できる。

【 0 0 3 1 】

又、トレーニング期間と同一のアルゴリズムを用いて、シンクシンボルによりTEQの係数を更新できる。このため、処理量を増加しないで、実現できる。

【 0 0 3 2 】

又、本発明のタイムドメインイコライザーの係数更新方法、レシーブ方法、DMTシステム及びDMTモデムでは、前記係数更新ステップは、LMSにより前記応答特性のエラーが最小となる前記タイムドメインイコライザーの係数を算出するステップを有することにより、LMSを用いて、係数を最適化でき、正確で容易に係数を更新できる。

【 0 0 3 3 】

本発明の他の態様のタイムドメインイコライザの係数更新方法、レシーブ方法、DMTシステム及びDMTモデムでは、前記タイムドメインイコライザの後段のFFTの出力から、チャネルと前記タイムドメインイコライザの応答特性を算出するステップと、LMSにより前記応答特性のエラーが最小となる前記タイム

ドメインイコライザの係数を算出するステップとを有する。

【 0 0 3 4 】

本発明のこの形態では、TEQの後段のメインパスのFFTの出力を利用するため、係数補正処理におけるFFTの処理量を減らすことができ、プロセッサの負担を軽減し、高速モデムを簡易な構成で実現できる。

【 0 0 3 5 】

又、本発明では、前記係数を算出するステップは、LMSにより前記応答特性のエラーが最小となる畳み込み係数を算出するステップと、前記畳み込み係数により、前記タイムドメインイコライザの係数を更新するステップとを有することにより、係数を正確且つ容易に更新できる。

【 0 0 3 6 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明を、DMTシステム、TEQの係数最適化、他の実施の形態に分けて、説明する。

【 0 0 3 7 】

〔DMTシステム〕

図1は、本発明の一実施の形態のDMTシステムのブロック図、図2（A）は、その伝送信号の説明図、図2（B）は、そのデータ信号の説明図、図3は、そのデータフレーム信号の詳細図、図4は、そのシンクシンボルの説明図、図5は、そのトレーニング信号の説明図である。

【 0 0 3 8 】

図1に示すように、DMTシステムは、マルチキャリアトランスミッタ10と、マルチキャリアレシーバ30とが、回線等のチャネル200を介して接続される。トランスミッタ10では、エンコーダ12が、 M_{fs} bit/sのレートのシリアル入力データを、シンボルレート f_s のMビットのブロックにグループ化する。変調器13は、各シンボルのMビットを、N個の分離されたキャリアで変調する。

【 0 0 3 9 】

図12に示したマルチキャリアの配置において、本実施例では、サブキャリア周波数間隔 Δf が4.3125 kHzであり、6番目のサブチャネル $6 \cdot \Delta f$ （

25.875 kHz) から128番目のサブチャネル $128 \cdot \Delta f$ (552 kHz) を使用する。この変調器13として、IFFT (Inverse Fast Fourier Transfer) が利用され、Mビットの各ブロックに対し、Nサンプル (例えば、256サンプル) の伝送信号を生成する。

【0040】

サイクリックプレフィックス14は、各シンボル間の位相の不連続性によるチャネル200のトランジェントを、レシーバで除去するため、データ信号のシンボル長をNからN+Lに増加する。

【0041】

図2乃至図5により具体的に説明する。図2 (A) に示すように、伝送シーケンスは、伝送開始時に、約1000シンボルのトレーニング信号を送出した後、データ信号を送出する。トレーニング信号は、図5で後述する。

【0042】

DMTシステムでは、IFFT出力として、256個のサンプリング出力を $1/4000$ 秒間に出力する。各 $1/4000$ 秒毎に、サイクリックプリフィックスCPが、256サンプルに、20サンプル挿入される。このため、シンボルタイミングは、 $1/4312.5$ ($= 256 / (256 + 20) \cdot 4000$) となり、DMTのサンプリング速度は、1秒間に1104 kサンプリング/sec ($= 256 \cdot 4.3215$) となる。このサンプル数は、前述の552 kHzまでの帯域をIDFTできるサンプリング定理によるサンプルレートである。

【0043】

しかし、DMTシステムでは、図2 (B) に示すように、定常データ伝送時に必要となるフレーム同期パターン (シンクシンボル) Sync symbolを、68データシンボル (frame 0~frame 67) につき1シンボル挿入する必要がある。即ち、17 msのスーパーフレーム単位で同期を行って、通信している。

【0044】

このため、図3に示すように、サイクリックプレフィックスの20サンプル分を16サンプルに短縮している。即ち、図3に示すように、各フレームの256サンプル毎に、最後の16個のサイクリックプレフィックスを、各シンボルのサ

ンプル期間の前方に置く。これにより、ISI（符号間干渉）からガードする期間を設ける。

【 0 0 4 5 】

サイクリックプレフィックスCPは、IFFT 13の後で付加され、レシーバ30で切り捨てられる。即ち、サイクリックプレフィックス14は、IFFT 13の結果の最後の16サンプルを前にもくっ付ける処理である。図3では、より判り易くするため、1番目のキャリアのみを取り出し、示してある。

【 0 0 4 6 】

一方、図2（B）に示したシンクシンボルSync symbolは、図4に示すように、生成多項式から導き出されたビット列を2ビットに区切り、各ビットが4位相のいずれかとして、各キャリアに割り当てられる。このシンクシンボルは、データ列の一部のため、サイクリックプレフィックスSPが先頭に付加される。尚、図4は、わかり易くするため、実際に使われない1番目のキャリアで示している。

【 0 0 4 7 】

前述のトレーニング信号は、図5に示すように、シンクシンボルと同一パターンである。但し、サイクリックプレフィックスSPは、付加されない。これが約1000シンボル連続する。即ち、トレーニングパターンは、シンクシンボルのパターンと同一パターンである。本発明では、これを利用して、シンクシンボルを用いて、データ通信中に、TEQのタップ係数の更新を行う。

【 0 0 4 8 】

後のレシーバの説明で、明らかとなるように、シンクシンボルには、他のデータフレームと同様に、サイクリックプレフィックスSPがついているため、図4（B）に示すように、TEQの入力では、FFT区間を正確にとっても、符号間干渉（ISI）の影響を受ける。しかし、図4（C）に示すように、TEQの出力では、TEQにより符号間干渉が極小化されるため、FFT区間には、トランジェントが生じない。このため、TEQの出力で、TEQの係数を補正することにより、サイクリックプレフィックスがないトレーニング信号と同様に、シンクシンボルを用いて、TEQの係数を更新できる。

【 0 0 4 9 】

図 1 に戻り、P R B S 発生器 1 1 は、かかるシンクシンボル及びトレーニングのビット列 X を発生する。スイッチ S W 1 は、データと、このビット列 X とを切り替える。スイッチ S W 2 は、図 2 (A) のトレーニング期間は、I F F T 1 3 のデジタルサンプルをそのままブロック 1 3 0 に出力し、図 2 (A) のデータ期間は、I F F T 1 3 のデジタルサンプルを、サイクリックプレフィックス 1 4 を介して、ブロック 1 3 0 に出力する。

【 0 0 5 0 】

このデジタルサンプルは、デジタル—アナログ変換器 (D A C) 、ローパスフィルタ及び d . c 分離変換器を有する D A C / L P F / T R N 1 5 により、アナログ信号に変換され、チャネル 2 0 0 に送り出される。

【 0 0 5 1 】

次に、レシーバ 3 0 を説明する。レシーバ 3 0 では、d . c 分離変換器、ローパスフィルタ及びアナログ—デジタル変換器からなる T R N / L P F / A D C 3 1 がアナログ受信信号をデジタル受信信号に変換する。プリイコライザ 3 2 は、受信信号の等化を時間軸で行う。このため、タイムドメインイコライザ (T E Q) と称されている。

【 0 0 5 2 】

デスカードプレフィックス 3 5 は、図 1 4 で示したように、付加されたサイクリックプレフィックス L を捨て去り、F F T 3 6 の入力からシンボル間のトラジエント領域を除去する。F F T (Fast Fourier Transfer) 3 6 は、デジタル受信信号を周波数領域の信号に復調する。F E Q (Frequency-domain equalizer) 3 7 - 1 は、各サブチャネルの強度及び遅れを補償する。デコーダ 3 7 - 2 は、各シンボルのデータをデコードし、シリアルデータを出力する。

【 0 0 5 3 】

P L L (Phase Locked Loop) 3 8 は、P L L 制御によりタイミング信号を抽出する。同期回路 (S Y N C) 3 9 は、前述のシンクシンボルを検出して、伝送動作の同期を行う。同期回路 3 9 は、シンクシンボルから F F T 区間を更新し、デスカードプレフィックス 3 5 及び F F T 3 6 の動作期間を決定する。スイッチ S

W 3 は、トレーニング期間は、T E Q 3 2 の出力をそのまま F F T 3 6 に出力し、データ期間は、T E Q 3 2 の出力を、デスカードプレフィックス 3 5 を介して、F F T 3 6 に出力する。

【 0 0 5 4 】

このような D M T システムにおいて、レシーバ 3 0 には、T E Q 3 2 の等化パラメータを、チャネルの特性に合わせて最適化する係数更新アルゴリズムが設けられている。

【 0 0 5 5 】

図 1 に示すように、レシーバ 3 0 の P R B S 発生器 3 3 は、送信側の P R B S (シンクシンボル及びトレーニングのビット列) の写しを発生し、エンコーダ 3 4 は、これをエンコードし、P R B S 信号 X' を生成する。

【 0 0 5 6 】

アップデート B ブロック 4 0 は、F F T 3 6 の出力 Z と X' に応答して、新しい、更新されたターゲットチャネルの応答特性パラメータ B u を生成する。ウィンドウ B ブロック 4 1 は、周波数領域の応答パラメータ B u を時間領域に変換し、固定数の連続する時間領域のサンプルを選択し、残りをゼロとした後、ウィンドウされた周波数領域の応答パラメータ B w を生成する。

【 0 0 5 7 】

アップデート V ブロック 4 2 は、Z, X', B w に応答して、エラー E を計算し、新しい、更新されたウィンドウのずれパラメータ V u を生成する。ウィンドウ V ブロック 4 3 は、周波数領域のウィンドウのずれパラメータ V u を時間領域に変換し、固定数の連続する時間領域のサンプルを選択し、残りをゼロとした後、ウィンドウされた時間領域のウィンドウのずれパラメータ V w (D) を生成する。

【 0 0 5 8 】

畳み込み回路 4 4 は、T E Q 3 2 のタップ係数を、ずれパラメータ V w (D) で畳み込み、T E Q 3 2 のタップ係数を更新する。

【 0 0 5 9 】

即ち、従来技術では、T E Q の入力である受信信号 y (D) からチャネルの応

答パラメータを算出し、ターゲットチャネルを有限長とした後、LMSによりエラーが最小となるTEQのパラメータ（係数）を更新していた。即ち、従来のLMSによるウィンドウパラメータWwの更新アルゴリズムを式で示すと、以下のようになる。

【0060】

$$Z = Y \times Ww$$

$$Bu = Z / X'$$

$$E = Z - Bu \times X'$$

$$Wu = Ww - \alpha \times E \times Y'$$

尚、Y'は、Yの複素共役である。

【0061】

これに対し、本発明では、チャネルとTEQ32を合わせた特性を、チャネルの特性とみなし、TEQ32の出力からチャネルの特性パラメータ（現パラメータでのずれ）を算出し、LMSによりエラーが最小となるTEQのパラメータ（係数）のずれを更新し、ずれによりTEQ32のウィンドウパラメータ（係数）を更新するものである。即ち、本発明のLMSによるウィンドウパラメータWwの更新アルゴリズムを式で示すと、以下のようになる。

【0062】

$$Z = Y \times Ww$$

$$Bu = Z / X'$$

$$E = Z - Bu \times X'$$

$$Vu = 1 - \alpha \times E \times Z'$$

$$Ww(\text{new}) = Ww(\text{old}) * Vu$$

尚、Z'は、Zの複素共役である。

【0063】

このように、TEQ32の出力からTEQ32の係数を更新するため、図4（C）で説明したように、サイクリックプリフィックスを付加されたシンクシンボルのトランジェントを除去できるので、シンクシンボルを用いても、正確にTEQ32の係数を更新することができる。これにより、データ通信中も、68シン

ボルに1回、TEQ32の係数が更新されるため、金属ケーブルのような温度変化により特性が変化するチャネルでも、特性変化に応じたTEQ32の係数に更新できる。

【0064】

又、トレーニング期間と同一のアルゴリズムを用いて、シンクシンボルによりTEQ32の係数を更新できる。このため、処理量を増加しないで、実現できる。

【0065】

更に、後述にて、詳細に述べるように、メインパスのFFT36の出力を利用するため、係数補正処理におけるFFTの処理量を減らすことができ、プロセッサの負担を軽減し、高速モデムを簡易な構成で実現できる。

【0066】

尚、トランスミッタと、レシーバを別体で示したが、両方が一体のDMTモデムにも当然適用できる。更に、データ伝送システムにおいて、チャネルを回線で説明したが、磁気記録／再生システムにも適用できる。この場合、トランスミッタが、磁気書き込みシステム、チャネルが磁気記録媒体、レシーバが、磁気読み取りシステムに対応する。

【0067】

[TEQの係数最適化]

図6は、図1のレシーバ30の係数更新処理のブロック図であり、図7は、その畳み込み回路の構成図であり、図8は、その畳み込み動作の説明図であり、図9は、その割算器の説明図、図10は、その掛算器の説明図である。

【0068】

図6に示すように、アップデートBブロック40では、FFT36の出力である周波数領域の応答 $Z (= Y \cdot W_w)$ が入力される。デバイダ50は、等価された応答 Z をエンコードされたPRBS X' で割り、アップデートチャネルターゲット B_u を生成する。メインパスのFFT36の出力を用いるため、従来のようなFFT1302（図16参照）を必要としない。

【0069】

次に、ウィンドウBブロック41では、ターゲットBuがIFFT51を通過し、時間領域のターゲットbu(D)を生成する。ローカルマキシマムエネルギーブロック52は、ターゲットbu(D)から連続するLタップの各グループのトータルエネルギーを計算し、最大エネルギーを持つLタップのグループを見つける。ここで、Lは、ウィンドウサイズであり、除去されるサイクリックプレフィックスの長さである。ウィンドウブロック53は、全ての残りのタップ（ウィンドウの外側）をゼロにセットする。正規化ブロック54は、ウィンドウファンクションを正規化し、bw(D)を出力する。この信号は、FFT55を通過し、周波数領域のウィンドウBwを生成する。このブロック41の処理は、従来と変わらない。

【0070】

次に、アップデートVブロック42は、周波数領域でのLMS法（最小自乗法）で畳み込み回路44の畳み込みパラメータVを更新する。即ち、時間領域の畳み込みパラメータVw(D)をFFT58を通過させ、周波数領域のVwを生成する。乗算器56は、PRBSX'とウィンドウBwとを乗算し、Bw・X'を生成する。減算器57を用いて、Bw・X'からZ(=Y・Ww)を減算して、エラー信号Eを生成する。LMSルーチン59は、E、Z、Vwを与えられ、下記式で、更新された畳み込みパラメータVuを計算する。

【0071】

$$V_u = 1 - \alpha E Z'$$

但し、 α は、ステップサイズであり、Z'は、Zの複素共役である。このブロック42では、図16の従来のブロック1500のFFT1502と乗算器1503を省略できる。

【0072】

次に、更新された周波数領域の畳み込みパラメータVuのウィンドウを行うウィンドウVブロック43では、更新されたパラメータVuがIFFT1600を通過し、時間領域のパラメータVu(D)を生成する。ローカルマキシマムエネルギーブロック61は、パラメータVu(D)から連続するMタップの各グループのトータルエネルギーを計算し、最大エネルギーを持つMタップのグループを

見つける。ここで、Mは、ウィンドウサイズであり、TEQ32のタップ数である。シフトタップブロック62は、バッファの先頭に、ウィンドウ内のM連続タップをシフトする。ウィンドウブロック63は、全ての残りのタップ（ウィンドウの外側）をゼロにセットする。この出力が、時間領域での畳み込みパラメータVw(D)である。

【0073】

この畳み込みパラメータVw(D)は、畳み込み回路44に与えられる。畳み込み回路44は、図7に示すように、16タップのトランスバーサルイコライザー（フィルタ）72で構成され、16個の乗算器70と、16個の加算器71とを有する。TEQ32も16タップのトランスバーサルイコライザーで構成され、そのタップ係数A1からA16が、畳み込み回路44のトランスバーサルイコライザー72に入力する。

【0074】

前述の畳み込みパラメータVw(D)は、イコライザー72のタップ係数B1～B16として、入力する。周知のトランスバーサルイコライザーと同様に、乗算器71で、入力Aをタップ係数Bで乗算し、乗算結果を加算器71で加算して、畳み込み結果Cを出力する。畳み込み結果C1～C16は、図8に示す演算結果となる。図7の状態は、畳み込み結果C8を演算している状態を示す。この畳み込み結果C1～C16により、TEQ32の各タップ係数A1～A16が更新される。

【0075】

尚、図6の周波数領域での割算器50の構成は、図9に示すように、各サブチャネル（周波数）の割算器50-1～50-Nで構成される。又、図6の周波数領域での乗算器56は、図10に示すように、各サブチャネル（周波数）の乗算器56-1～56-Nで構成される。

【0076】

この実施例では、メインパスのFFT36の出力を用いるため、従来の係数更新のため必要とする4つのFFTを、半分の2つのFFTに半減することができる。このため、処理量の多いFFTを少なくできるため、MPU、DSPを用い

て容易に、更新処理できる。勿論、これらの構成を、ハードウェア、ソフトウェアで構成できる。又、係数更新処理は、前述したトレーニング期間とシンクシンボルの期間に行われる。

【 0 0 7 7 】

〔他の実施の形態〕

上述の実施の態様の他に、本発明は、次のような変形が可能である。

【 0 0 7 8 】

図 1 及び図 6 の例では、FFT 3 6 の出力を利用して、係数を更新しているが、FFT 3 6 の入力を利用して、トレーニング期間とシンクシンボルでの係数更新が可能である。但し、ブロック 4 0, 4 2 に FFT を設ける必要がある。

【 0 0 7 9 】

以上、本発明を実施の形態により説明したが、本発明の主旨の範囲内で種々の変形が可能であり、これらを本発明の範囲から排除するものではない。

【 0 0 8 0 】

(付記 1) マルチキャリア変調を使用する DMT システムのタイムドメインイコライザの係数更新方法において、トレーニング期間に、前記タイムドメインイコライザの出力から、チャネルと前記タイムドメインイコライザの応答特性を算出し、前記タイムドメインイコライザの係数を更新するステップと、データ期間の同期信号により、前記タイムドメインイコライザの出力から、チャネルと前記タイムドメインイコライザの特性パラメータを算出し、前記タイムドメインイコライザの係数を更新するステップとを有することを特徴とするタイムドメインイコライザの係数更新方法。

【 0 0 8 1 】

(付記 2) 付記 1 のタイムドメインイコライザの係数更新方法において、前記係数更新ステップは、LMS により前記応答特性のエラーが最小となる前記タイムドメインイコライザの係数を算出するステップを有することを特徴とするタイムドメインイコライザの係数更新方法。

【 0 0 8 2 】

(付記 3) マルチキャリア変調を使用する DMT システムのタイムドメインイ

コライザーの係数更新方法において、前記タイムドメインイコライザの後段のFFTの出力から、チャネルと前記タイムドメインイコライザの応答特性を算出するステップと、LMSにより前記応答特性のエラーが最小となる前記タイムドメインイコライザーの係数を算出するステップとを有することを特徴とするタイムドメインイコライザの係数更新方法。

【 0 0 8 3 】

(付記4) 付記のタイムドメインイコライザの係数更新方法において、前記係数を算出するステップは、LMSにより前記応答特性のエラーが最小となる畳み込み係数を算出するステップと、前記畳み込み係数により、前記タイムドメインイコライザの係数を更新するステップとを有することを特徴とするタイムドメインイコライザの係数更新方法。

【 0 0 8 4 】

(付記5) マルチキャリア変調を使用するDMTシステムのレシーブ方法において、受信信号の時間領域での等価を行うタイムドメインイコライザステップと、前記タイムドメインイコライザの出力をFFT処理するステップと、前記FFT処理された出力をフリークエンシードメインイコライザ処理するステップと、前記フリークエンシードメインイコライザの出力をデコードするステップと、トレーニング期間とデータ期間の同期パターンに応じて、前記タイムドメインイコライザの出力から、チャネルと前記タイムドメインイコライザの応答特性を算出し、前記タイムドメインイコライザの係数を更新するステップとを有することを特徴とするレシーブ方法。

【 0 0 8 5 】

(付記6) 付記5のレシーブ方法において、前記係数更新ステップは、LMSにより前記応答特性のエラーが最小となる前記タイムドメインイコライザの係数を算出するステップを有することを特徴とするレシーブ方法。

【 0 0 8 6 】

(付記7) マルチキャリア変調を使用するDMTシステムのレシーブ方法において、受信信号の時間領域での等価を行うタイムドメインイコライザステップと、前記タイムドメインイコライザの出力をFFT処理するステップと、前記

F F T 処理された出力をフリークエンシードメインイコライザ処理するステップと、前記フリークエンシードメインイコライザの出力をデコードするステップと、前記 F F T の出力から、チャンネルと前記タイムドメインイコライザの応答特性を算出し、前記タイムドメインイコライザの係数を更新するステップとを有することを特徴とするレシーブ方法。

【 0 0 8 7 】

(付記 8) 付記 7 のレシーブ方法において、前記係数更新ステップは、L M S により前記応答特性のエラーが最小となる前記タイムドメインイコライザの係数を算出するステップを有することを特徴とするレシーブ方法。

【 0 0 8 8 】

(付記 9) マルチキャリア変調を使用する D M T システムにおいて、チャンネルと、トレーニング期間にトレーニングパターンを、データ期間に同期パターンをマルチキャリア変調して、チャンネルに出力するトランスミッタと、前記チャンネルからの受信信号のマルチキャリア復調を行うレシーバとを有し、前記レシーバは、タイムドメインイコライザにより、前記受信信号の時間領域での等価を行った後、前記タイムドメインイコライザの出力を F F T 処理し、それから前記 F F T 処理された出力をフリークエンシードメインイコライザで周波数領域の等価を行うとともに、トレーニングパターンと同期パターンに応じて、前記タイムドメインイコライザの出力から、チャンネルと前記タイムドメインイコライザの応答特性を算出し、前記タイムドメインイコライザの係数を更新することを特徴とする D M T システム。

【 0 0 8 9 】

(付記 1 0) マルチキャリア変調を使用する D M T システムにおいて、チャンネルと、トレーニングパターンをマルチキャリア変調して、チャンネルに出力するトランスミッタと、前記チャンネルからの受信信号のマルチキャリア復調を行うレシーバとを有し、前記レシーバは、タイムドメインイコライザにより、前記受信信号の時間領域での等価を行った後、前記タイムドメインイコライザの出力を F F T 処理し、それから前記 F F T 処理された出力をフリークエンシードメインイコライザで周波数領域の等価を行うとともに、前記 F F T の出力から前記チ

チャネルと前記タイムドメインイコライザーの応答特性を算出し、前記タイムドメインイコライザの係数を更新することを特徴とするDMTシステム。

【 0 0 9 0 】

(付記 1 1) マルチキャリア変調を使用するDMTモデムにおいて、トレーニング期間にトレーニングパターンを、データ期間に同期パターンをマルチキャリア変調して、チャネルに出力するトランスミッタと、前記チャネルからの受信信号のマルチキャリア復調を行うレシーバとを有し、前記レシーバは、タイムドメインイコライザーにより、前記受信信号の時間領域での等価を行った後、前記タイムドメインイコライザーの出力をFFT処理し、それから前記FFT処理された出力をフリークエンシードメインイコライザーで周波数領域の等価を行うとともに、トレーニングパターンと同期パターンに応じて、前記タイムドメインイコライザの出力から、チャネルと前記タイムドメインイコライザの応答特性を算出し、前記タイムドメインイコライザの係数を更新することを特徴とするDMTモデム。

【 0 0 9 1 】

(付記 1 2) マルチキャリア変調を使用するDMTモデムにおいて、トレーニングパターンをマルチキャリア変調して、チャネルに出力するトランスミッタと

前記チャネルからの受信信号のマルチキャリア復調を行うレシーバとを有し、
前記レシーバは、タイムドメインイコライザーにより、前記受信信号の時間領域での等価を行った後、前記タイムドメインイコライザーの出力をFFT処理し、それから前記FFT処理された出力をフリークエンシードメインイコライザーで周波数領域の等価を行うとともに、前記FFTの出力から前記チャネルと前記タイムドメインイコライザの応答特性を算出し、前記タイムドメインイコライザの係数を更新することを特徴とするDMTモデム。

【 0 0 9 2 】

(付記 1 3) TEQの係数更新アルゴリズムが下記式で示されることを特徴とするTEQの係数更新方法。

【 0 0 9 3 】

$$Z = Y \times W_w$$

$$B_u = Z / X'$$

$$E = Z - B_w \times X'$$

$$V_u = 1 - \alpha \times E \times Z'$$

$$W_w(\text{new}) = W_w(\text{old}) * V_w$$

尚、 Z' は、 Z の複素共役である。

【0094】

(付記14) 同期信号のサイクリックプリフィックスを除去した後の信号から T E Q の係数を更新することを特徴とする T E Q の係数更新方法。

【0095】

(付記15) トレーニングパターンと同期パターンとが同一のパターンであることを特徴とする T E Q の係数更新方法。

【0096】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、次の効果を奏する。

【0097】

タイムドメインイコライザ (T E Q) の出力から T E Q の係数を更新するため、サイクリックプリフィックスを付加されたシンクシンボルのトランジェントを除去できるので、シンクシンボルを用いても、正確に T E Q の係数を更新することができる。これにより、データ通信中も、シンクシンボルにより、T E Q の係数が更新されるため、金属ケーブルのような温度変化により特性が変化するチャネルでも、特性変化に応じた T E Q の係数に更新できる。

【0098】

又、トレーニング期間と同一のアルゴリズムを用いて、シンクシンボルにより T E Q の係数を更新できる。このため、処理量を増加しないで、実現できる。

【0099】

T E Q の後段のメインパスの F F T の出力を利用するため、係数補正処理における F F T の処理量を減らすことができ、プロセッサの負担を軽減し、高速モデルを簡易な構成で実現できる

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の一実施の形態のDMTシステムのブロック図である。

【図 2】

図 1 の伝送信号フォーマットの説明図である。

【図 3】

図 2 のデータフレームの説明図である。

【図 4】

図 2 のシンクシンボルの説明図である。

【図 5】

図 2 のトレーニング信号の説明図である。

【図 6】

図 1 のTEQの係数更新処理のブロック図である。

【図 7】

図 6 の畳み込み回路の構成図である。

【図 8】

図 7 の畳み込み動作の説明図である。

【図 9】

図 6 の割算器の構成図である。

【図 10】

図 6 の乗算器の構成図である。

【図 11】

DMTシステムの構成図である。

【図 12】

マルチキャリアの説明図である。

【図 13】

サイクリックプリフィックス付加の説明図である。

【図 14】

サイクリックプリフィックス除去の説明図である。

【図 1 5】

従来の T E Q の係数更新方法の説明図である。

【図 1 6】

従来の T E Q の係数更新アルゴリズムの説明図である。

【図 1 7】

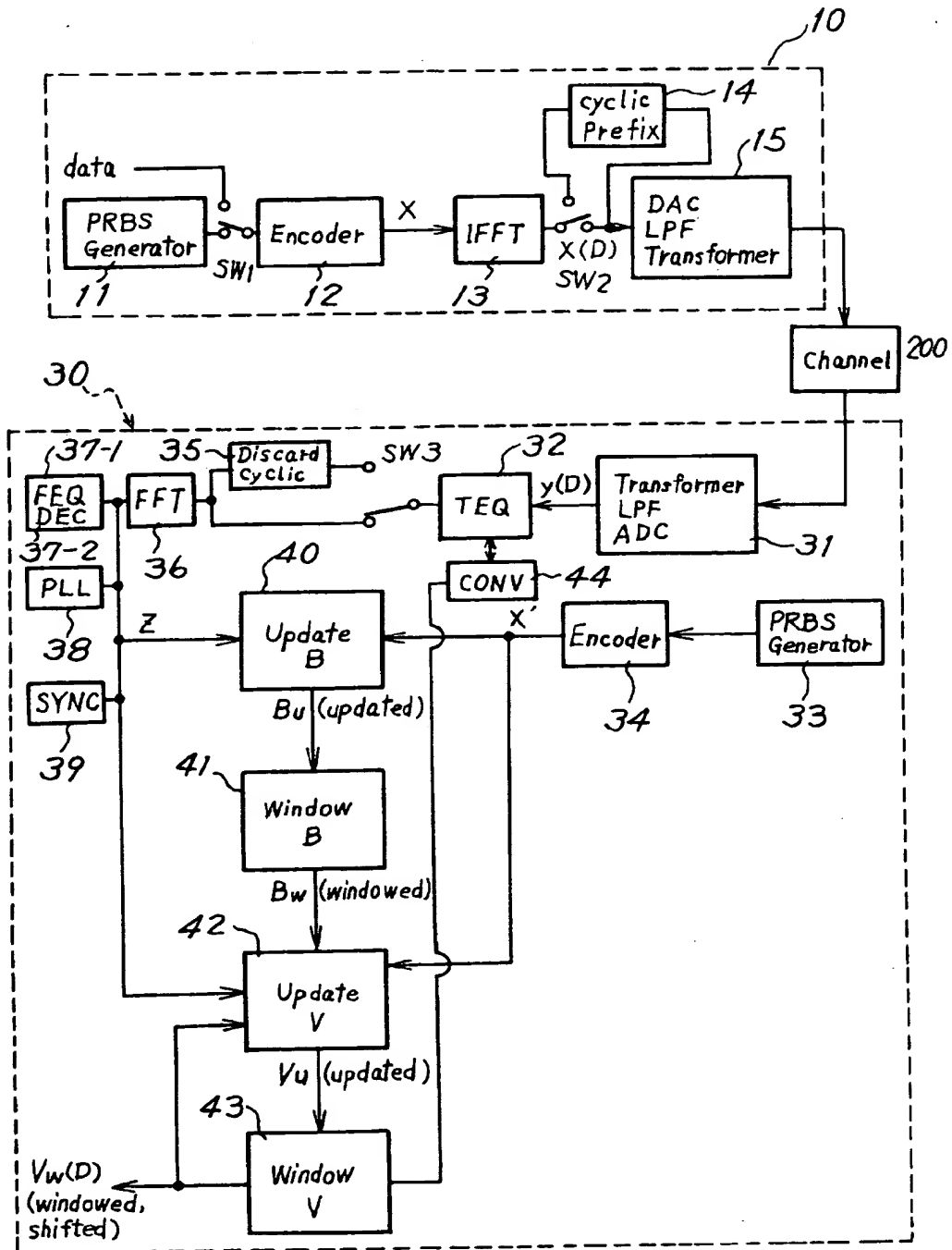
ウインドウ機能の説明図である。

【符号の説明】

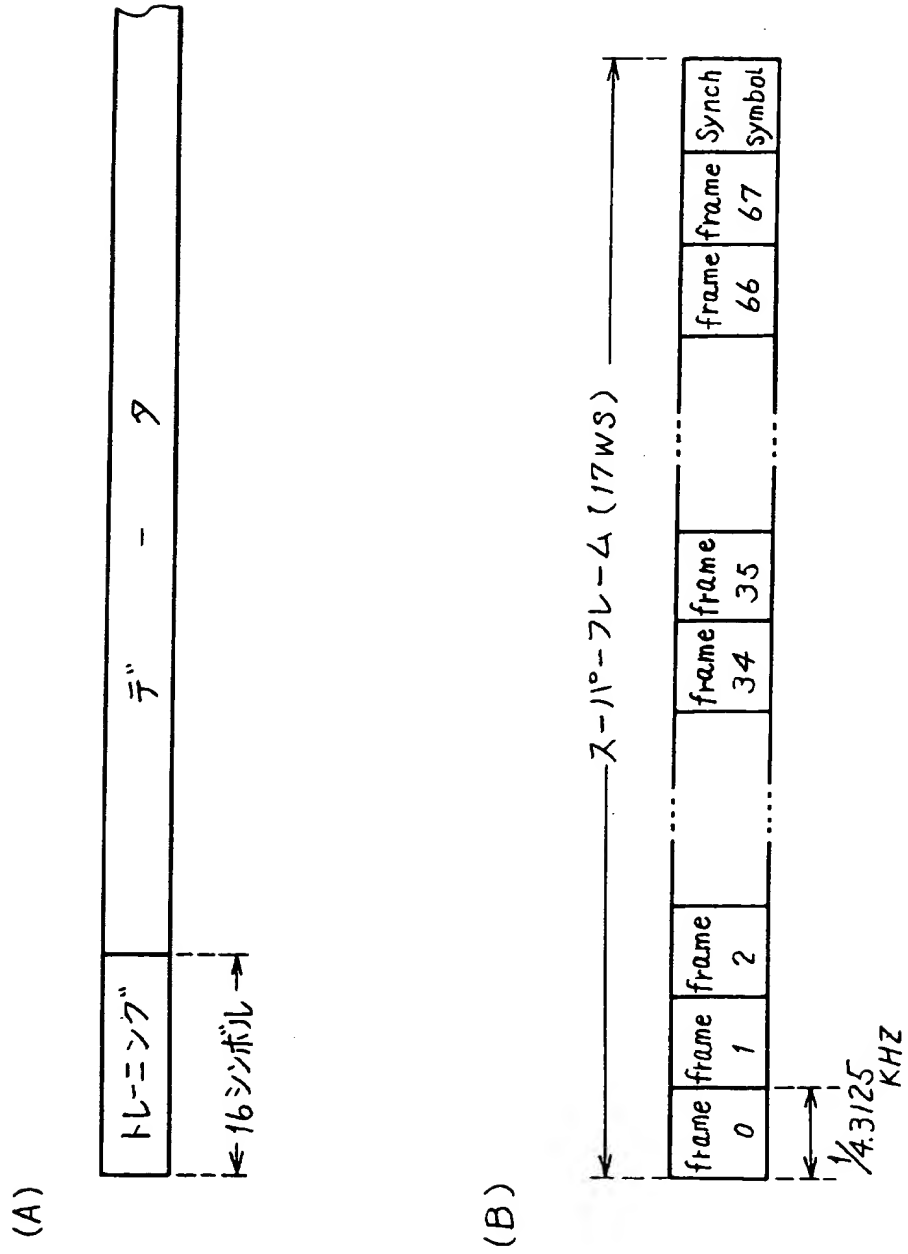
- 1 0 マルチキャリアトランスミッタ
- 2 0 0 チャンネル
- 3 0 マルチキャリアレシーバ
- 3 2 タイムドメインイコライザ (T E Q)
- 3 5 デスカードサイクリックプレフィックス
- 3 6 F F T (マルチキャリア復調器)
- 4 0 アップデート B ブロック
- 4 1 ウインドウ W ブロック
- 4 2 アップデート V ブロック
- 4 3 ウインドウ V ブロック
- 4 4 畳み込み回路

【書類名】 図面

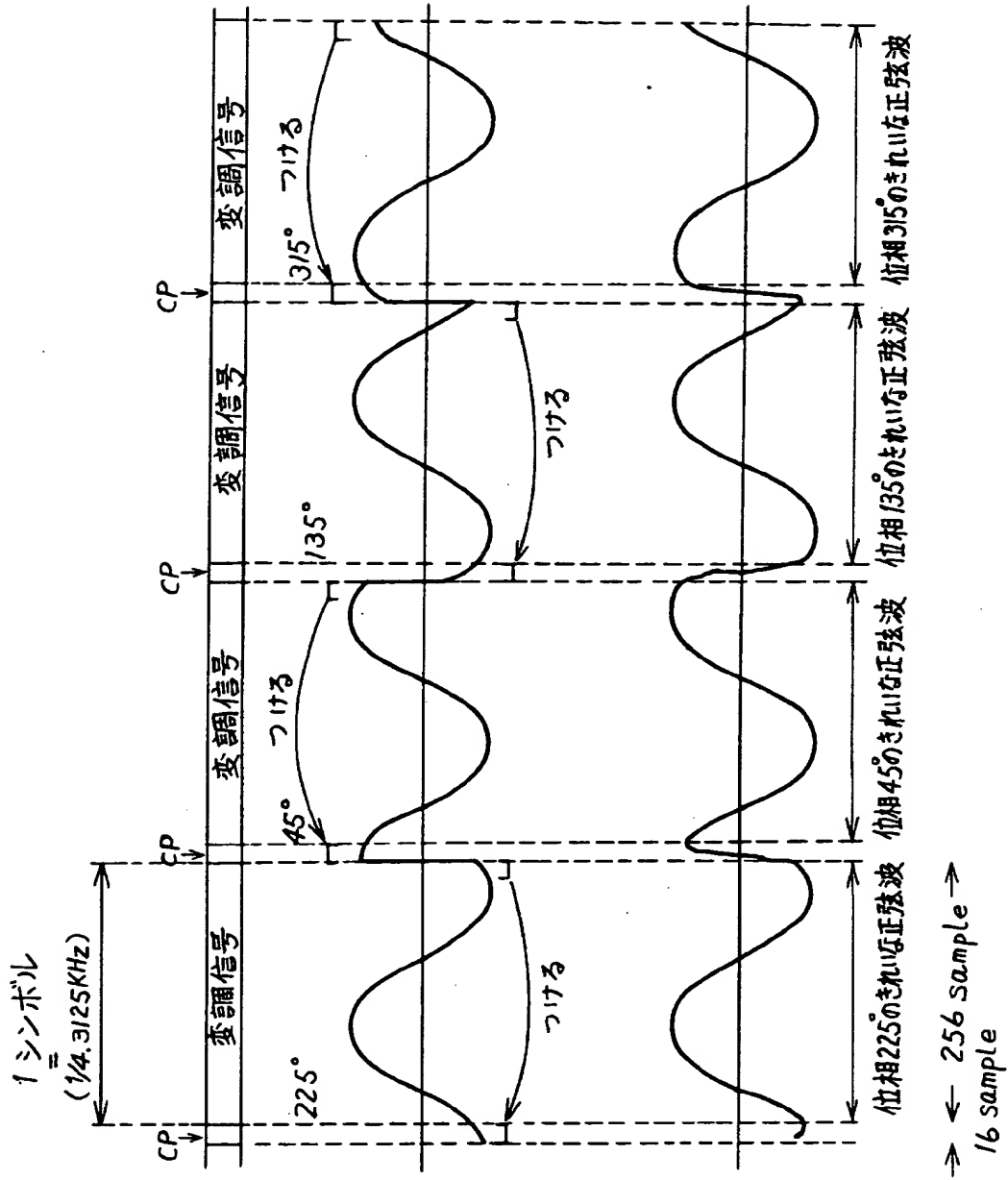
【図 1】



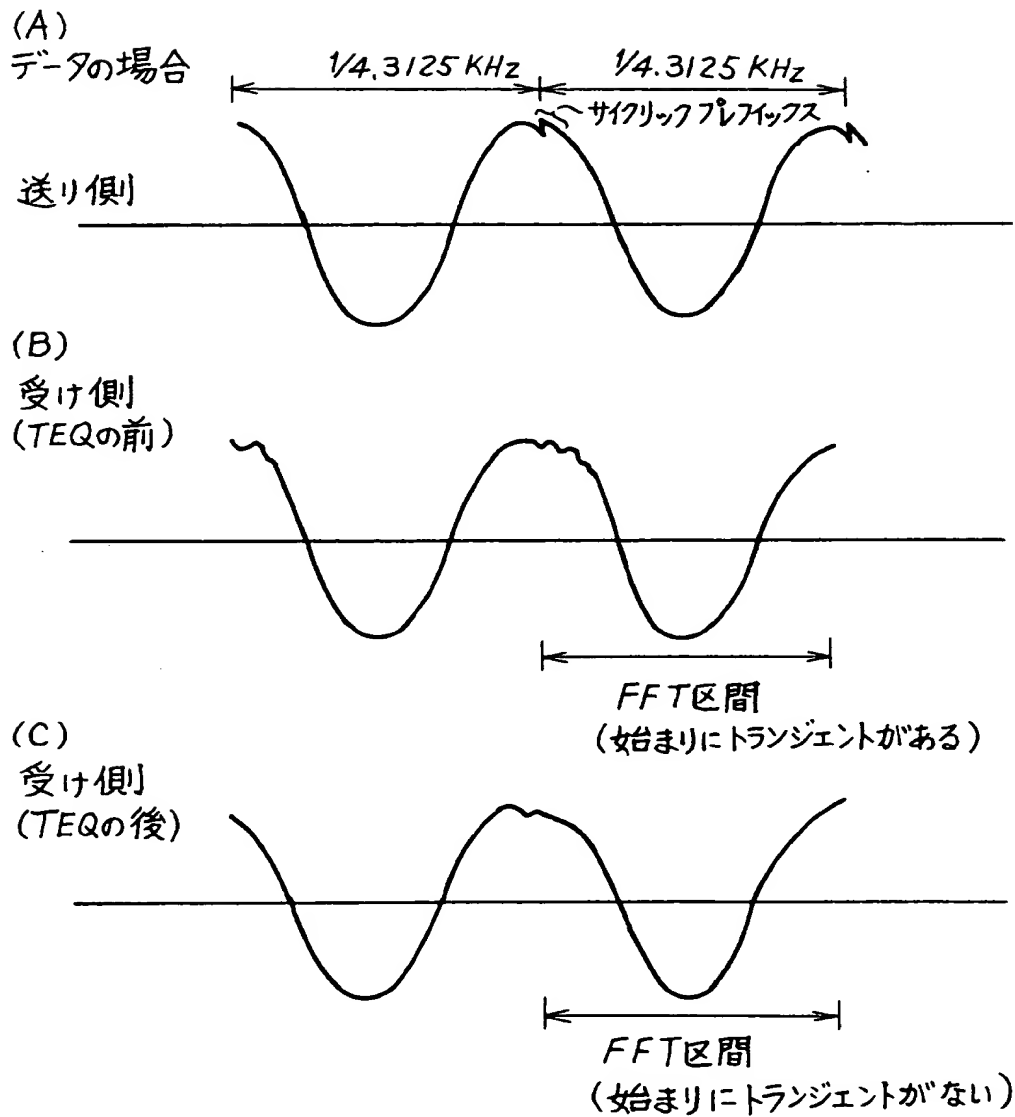
【図 2】



【図 3】

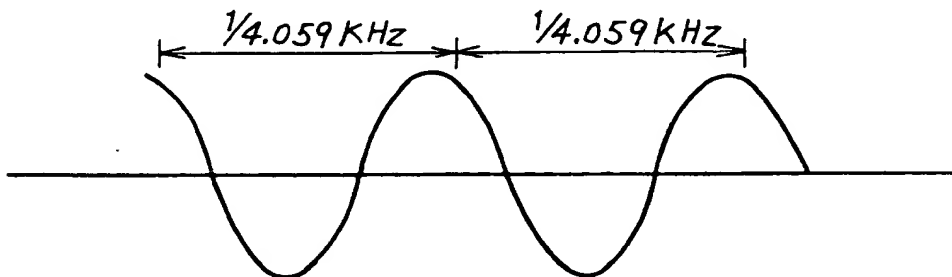


【図 4】

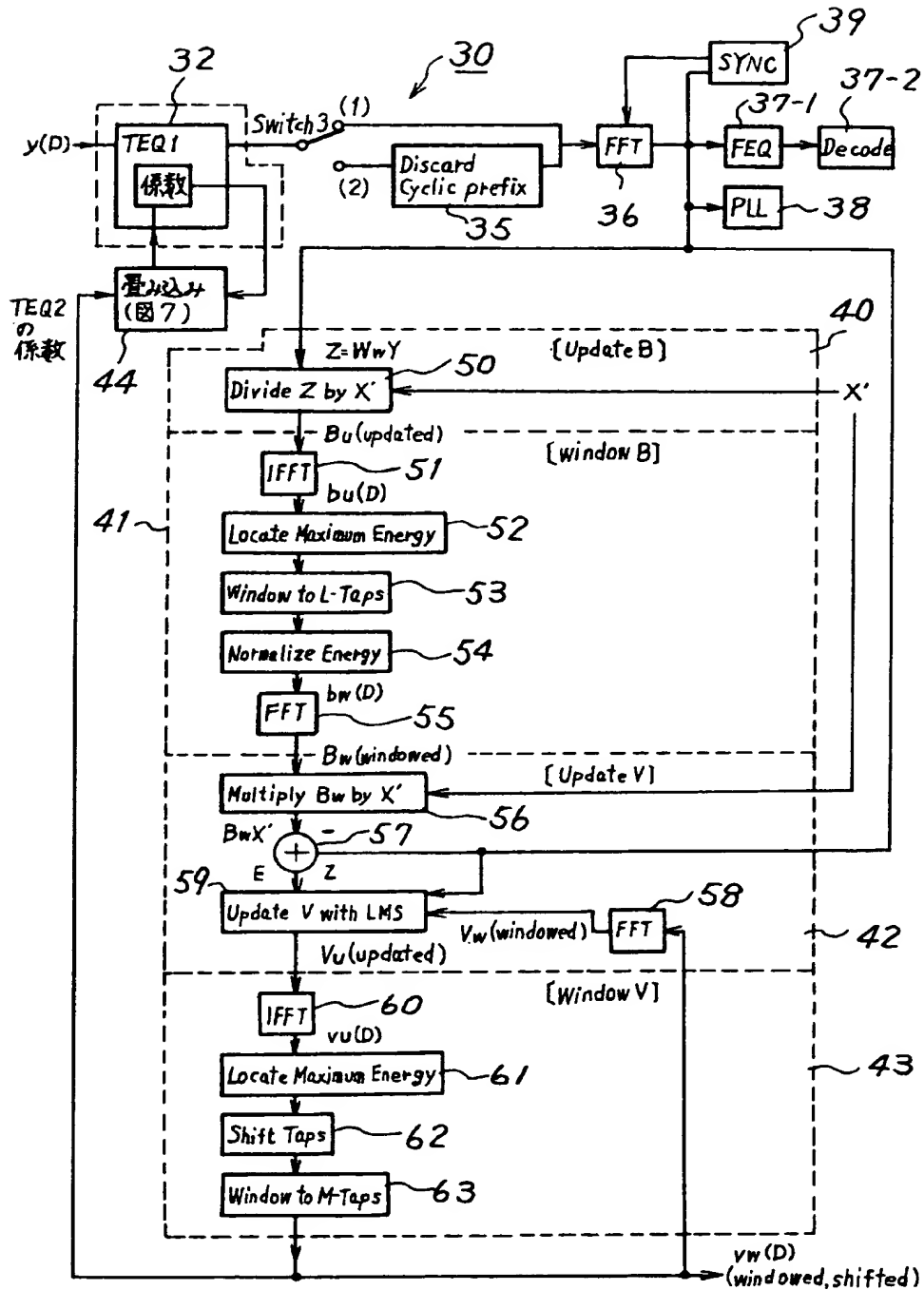


【図 5】

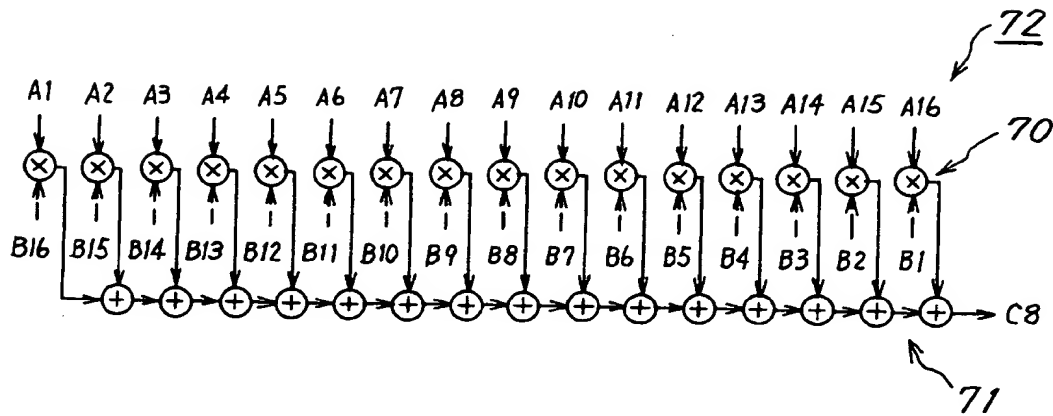
トレーニングの場合



【図 6】



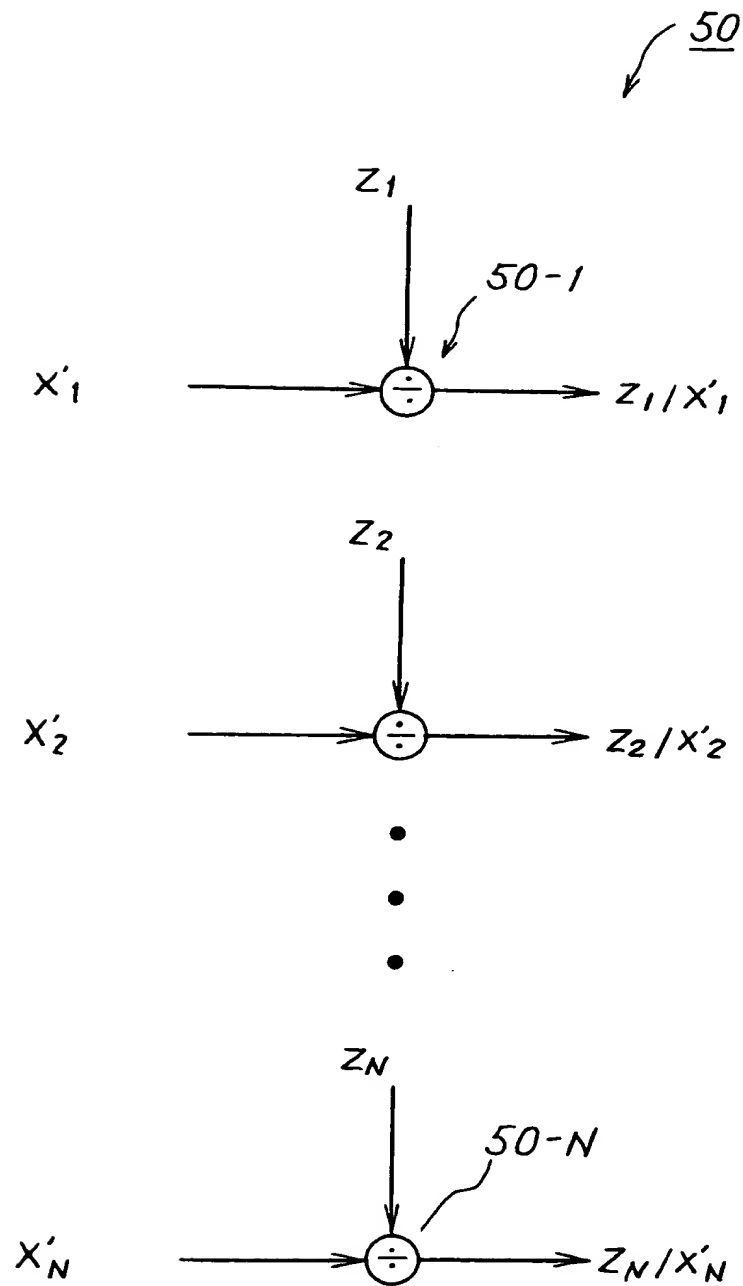
【図 7】



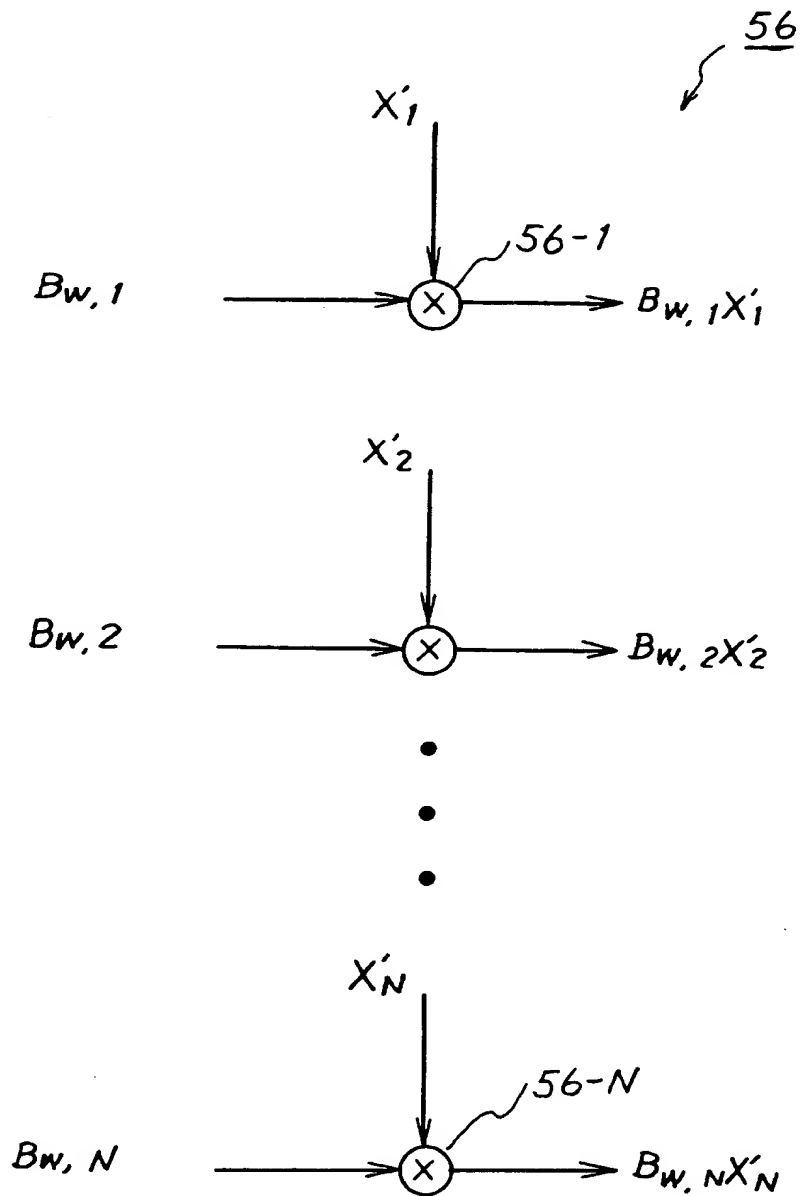
【図 8】

$$\begin{aligned}
 C1 &= A1 \times B9 + A2 \times B8 + A3 \times B7 + A4 \times B6 + A5 \times B5 + A6 \times B4 + A7 \times B3 + A8 \times B2 + A9 \times B1 \\
 C2 &= A1 \times B10 + A2 \times B9 + A3 \times B8 + A4 \times B7 + A5 \times B6 + A6 \times B5 + A7 \times B4 + A8 \times B3 + A9 \times B2 + A10 \times B1 \\
 C3 &= A1 \times B11 + A2 \times B10 + A3 \times B9 + A4 \times B8 + A5 \times B7 + A6 \times B6 + A7 \times B5 + A8 \times B4 + A9 \times B3 + A10 \times B2 + A11 \times B1 \\
 C4 &= A1 \times B12 + A2 \times B11 + A3 \times B10 + A4 \times B9 + A5 \times B8 + A6 \times B7 + A7 \times B6 + A8 \times B5 + A9 \times B4 + A10 \times B3 + A11 \times B2 + A12 \times B1 \\
 C5 &= A1 \times B13 + A2 \times B12 + A3 \times B11 + A4 \times B10 + A5 \times B9 + A6 \times B8 + A7 \times B7 + A8 \times B6 + A9 \times B5 + A10 \times B4 + A11 \times B3 + A12 \times B2 + A13 \times B1 \\
 C6 &= A1 \times B14 + A2 \times B13 + A3 \times B12 + A4 \times B11 + A5 \times B10 + A6 \times B9 + A7 \times B8 + A8 \times B7 + A9 \times B6 + A10 \times B5 + A11 \times B4 + A12 \times B3 + A13 \times B2 + A14 \times B1 \\
 C7 &= A1 \times B15 + A2 \times B14 + A3 \times B13 + A4 \times B12 + A5 \times B11 + A6 \times B10 + A7 \times B9 + A8 \times B8 + A9 \times B7 + A10 \times B6 + A11 \times B5 + A12 \times B4 + A13 \times B3 + A14 \times B2 + A15 \times B1 \\
 C8 &= A1 \times B16 + A2 \times B15 + A3 \times B14 + A4 \times B13 + A5 \times B12 + A6 \times B11 + A7 \times B10 + A8 \times B9 + A9 \times B8 + A10 \times B7 + A11 \times B6 + A12 \times B5 + A13 \times B4 + A14 \times B3 + A15 \times B2 + A16 \times B1 \\
 C9 &= A2 \times B16 + A3 \times B15 + A4 \times B14 + A5 \times B13 + A6 \times B12 + A7 \times B11 + A8 \times B10 + A9 \times B9 + A10 \times B8 + A11 \times B7 + A12 \times B6 + A13 \times B5 + A14 \times B4 + A15 \times B3 + A16 \times B2 \\
 C10 &= A3 \times B16 + A4 \times B15 + A5 \times B14 + A6 \times B13 + A7 \times B12 + A8 \times B11 + A9 \times B10 + A10 \times B9 + A11 \times B8 + A12 \times B7 + A13 \times B6 + A14 \times B5 + A15 \times B4 + A16 \times B3 \\
 C11 &= A4 \times B16 + A5 \times B15 + A6 \times B14 + A7 \times B13 + A8 \times B12 + A9 \times B11 + A10 \times B10 + A11 \times B9 + A12 \times B8 + A13 \times B7 + A14 \times B6 + A15 \times B5 + A16 \times B4 \\
 C12 &= A5 \times B16 + A6 \times B15 + A7 \times B14 + A8 \times B13 + A9 \times B12 + A10 \times B11 + A11 \times B10 + A12 \times B9 + A13 \times B8 + A14 \times B7 + A15 \times B6 + A16 \times B5 \\
 C13 &= A6 \times B16 + A7 \times B15 + A8 \times B14 + A9 \times B13 + A10 \times B12 + A11 \times B11 + A12 \times B10 + A13 \times B9 + A14 \times B8 + A15 \times B7 + A16 \times B6 \\
 C14 &= A7 \times B16 + A8 \times B15 + A9 \times B14 + A10 \times B13 + A11 \times B12 + A12 \times B11 + A13 \times B10 + A14 \times B9 + A15 \times B8 + A16 \times B7 \\
 C15 &= A8 \times B16 + A9 \times B15 + A10 \times B14 + A11 \times B13 + A12 \times B12 + A13 \times B11 + A14 \times B10 + A15 \times B9 + A16 \times B8 \\
 C16 &= A9 \times B16 + A10 \times B15 + A11 \times B14 + A12 \times B13 + A13 \times B12 + A14 \times B11 + A15 \times B10 + A16 \times B9
 \end{aligned}$$

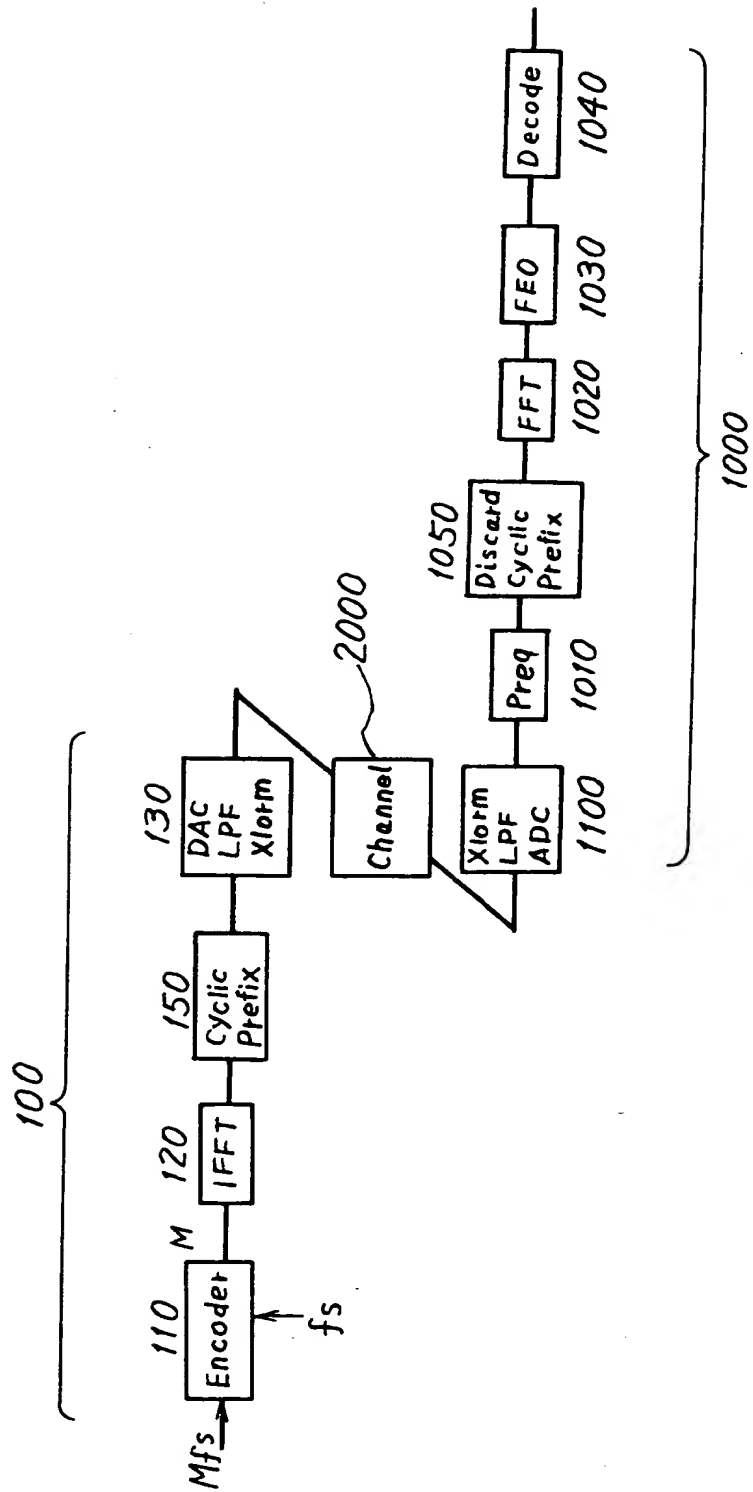
【図 9】



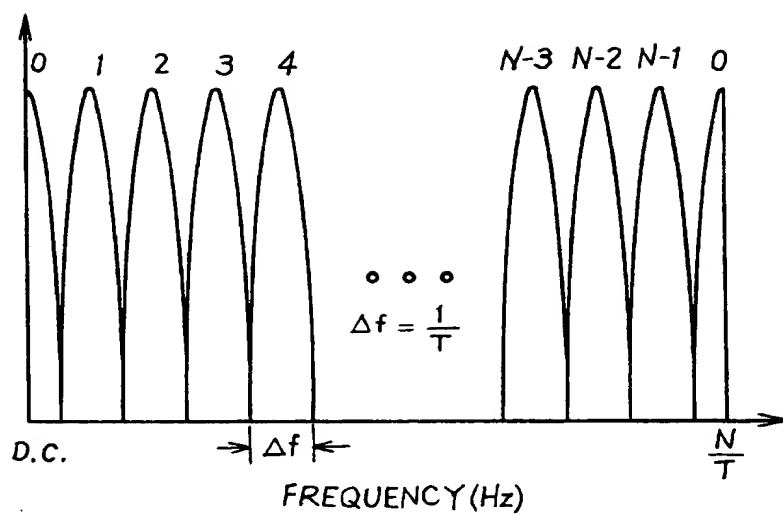
【図 10】



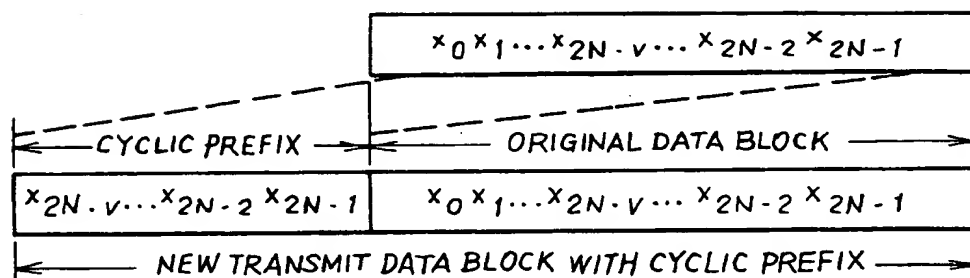
【図 11】



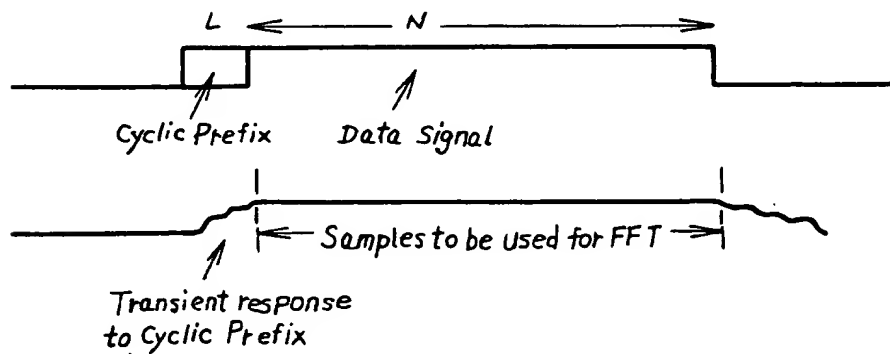
【図 1 2】



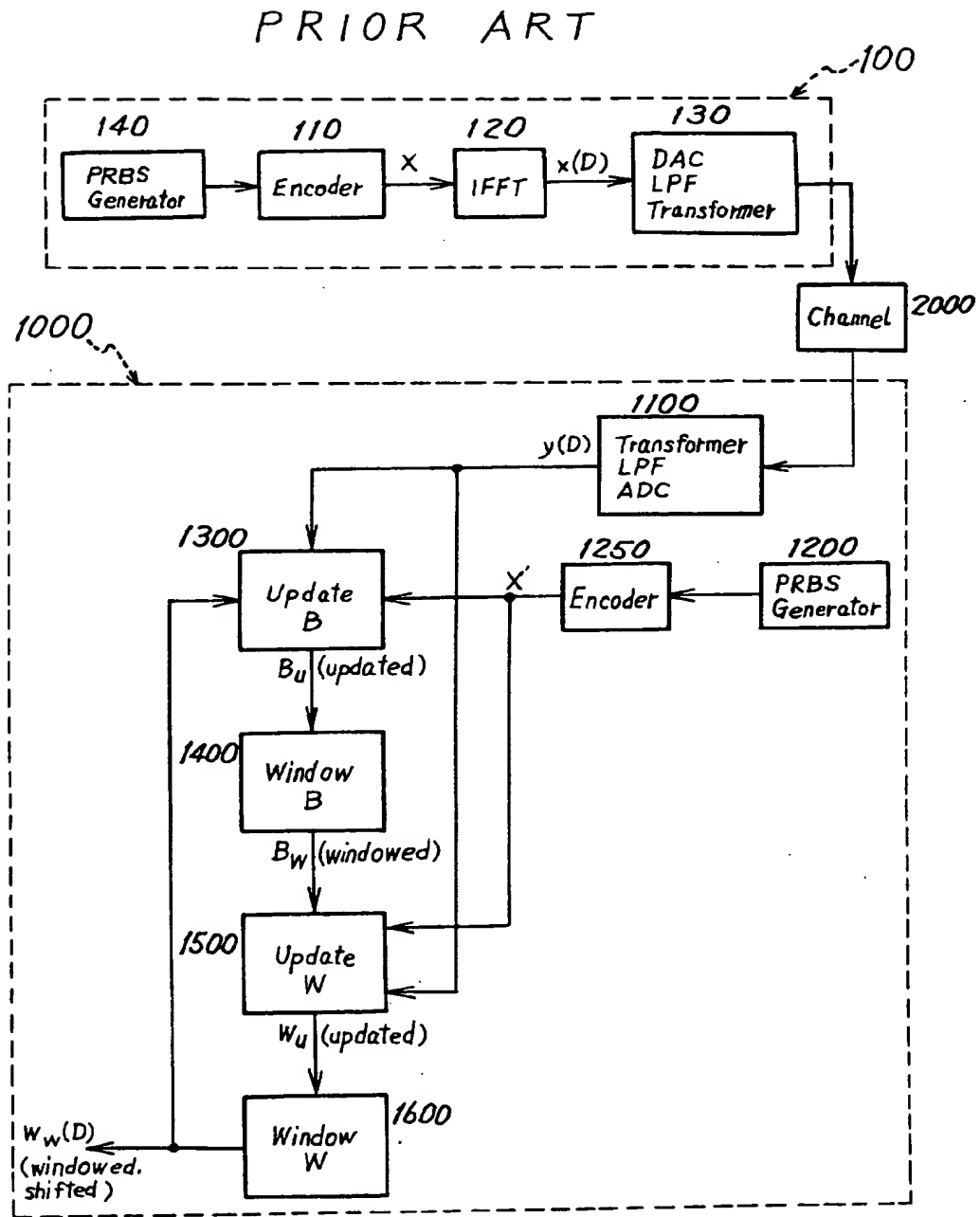
【図 1 3】



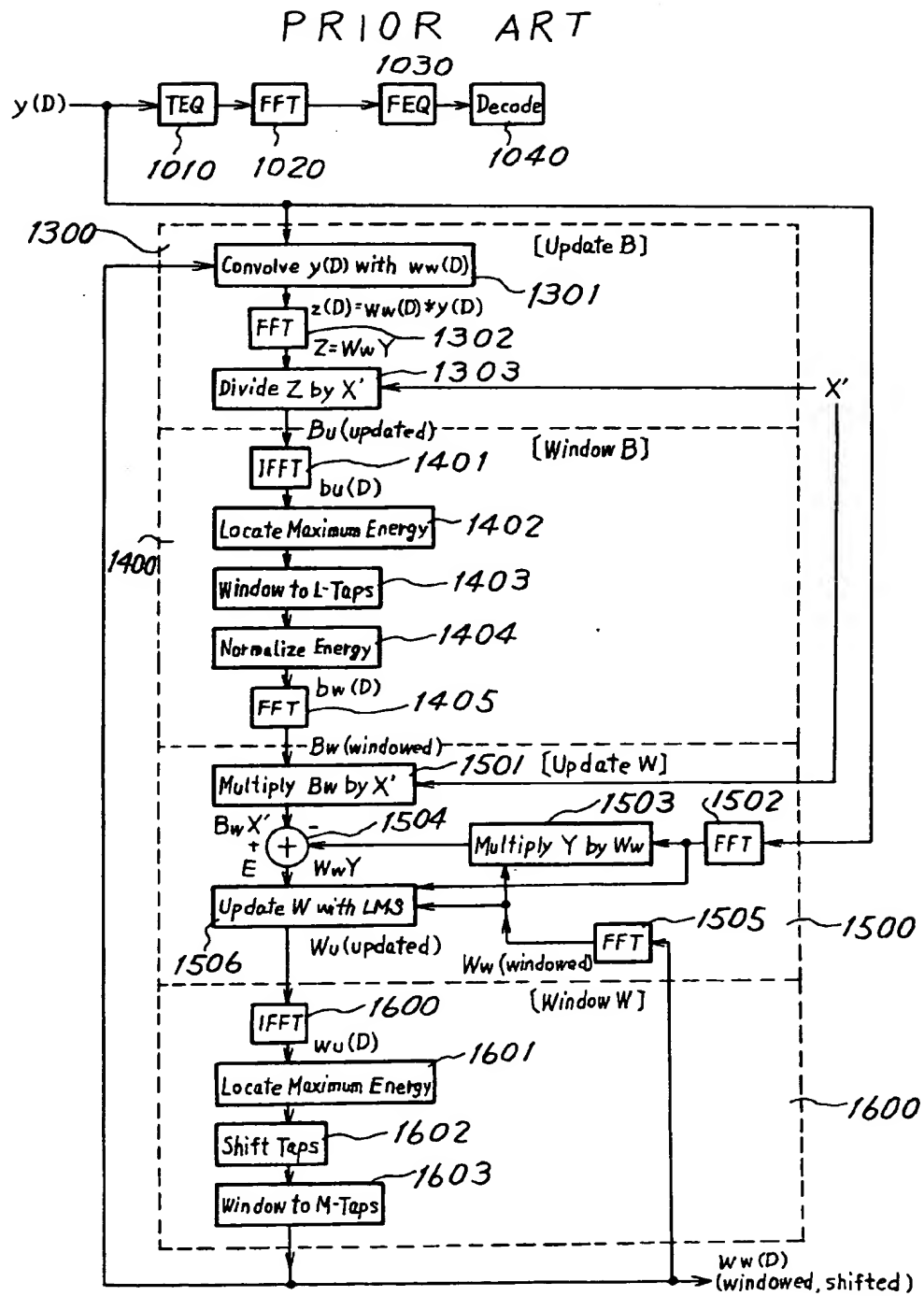
【図 1 4】



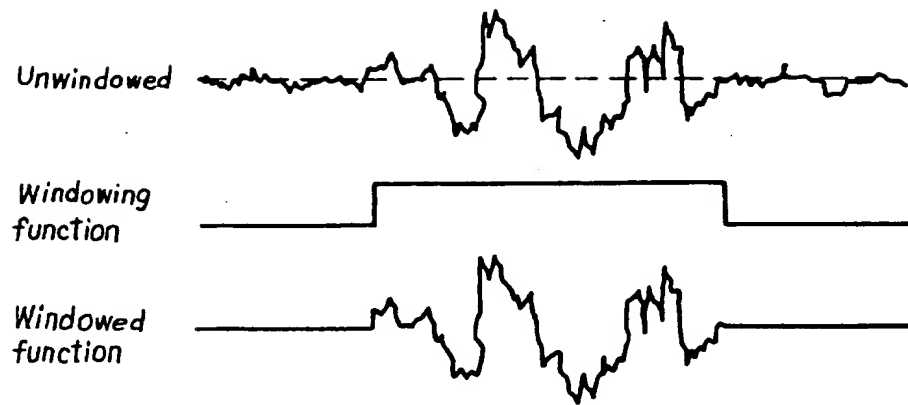
【図15】



【図 16】



【図 1 7】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 DMTシステムのタイムドメインイコライザの係数更新方法において、データ期間でも最適な係数を得る。又、係数更新の処理量を軽減する。

【解決手段】 DMTシステムのタイムドメインイコライザ（TEQ32）の出力からTEQ32の係数を更新する。このため、データ期間中のサイクリックプリフィックスを付加されたシンクシンボルのトランジェントを除去できるので、シンクシンボルを用いても、正確にTEQの係数を更新することができる。これにより、データ通信中も、TEQの係数が更新されるため、特性が変化するチャネルでも、特性変化に応じたTEQ32の係数に更新できる。又、TEQ（32）の後段のメインパスのFFT（36）の出力を利用するため、係数補正処理におけるFFTの処理量を減らすことができる。

【選択図】 図1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2000-131591
受付番号	50000550068
書類名	特許願
担当官	濱谷 よし子 1614
作成日	平成 12 年 5 月 11 日

<認定情報・付加情報>

【特許出願人】

【識別番号】	000005223
【住所又は居所】	神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号
【氏名又は名称】	富士通株式会社

【代理人】

【識別番号】	100094525
【住所又は居所】	神奈川県横浜市港北区新横浜 3-9-5 第三東 昇ビル 3 階 林・土井 国際特許事務所
【氏名又は名称】	土井 健二

【代理人】

【識別番号】	100094514
【住所又は居所】	神奈川県横浜市港北区新横浜 3-9-5 第三東 昇ビル 3 階 林・土井 国際特許事務所
【氏名又は名称】	林 恒徳

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005223]

1. 変更年月日 1996年 3月26日

[変更理由] 住所変更

住 所 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号

氏 名 富士通株式会社